

УДК 681.5

РОБАСТНАЯ КОРРЕКЦИЯ ВЫСОКОТОЧНОЙ СИЛОВОЙ СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ

Н. Т. АХМЕД

Белорусский национальный технический университет
пр. Независимости, 65, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 11 мая 2010

Рассмотрены свойства корректирующих обратных связей в соответствии с требованиями коррекции на примере силовых следящих систем. Определена структура корректирующих обратных связей для силовой следящей системы и способы расчета коэффициентов преобразования стабилизирующей и корректирующей обратных связей.

Ключевые слова: корректирующие обратные связи, передаточные функции прямой цепи.

Введение

Рассмотрим свойства корректирующих обратных связей в соответствии с требованиями коррекции на примере силовой следящей системы. Основным требованием коррекции является приведение передаточной функции прямой цепи системы $K(p)$ к желаемой передаточной функции $K_{ж}(p)$. Для силовых следящих систем в качестве желаемой передаточной функции (M_p) выбирается настраиваемый ПИД-регулятор с передаточной функцией вида

$$K_{ж}(p) = \frac{K_{\text{ПИД}}(1 + T_{2P})}{P(1 + T_{1P})(1 + T_{3P})} \quad (1)$$

При проведении коррекции необходимо обеспечить развязанную настройку параметров передаточной функции ПИД-регулятора: коэффициента преобразования $K_{\text{ПИД}}$; постоянной времени T_1 апериодического звена; постоянной времени T_2 дифференцирующего звена первого порядка. Заметим, что динамическая ошибка установившегося режима существенно зависит от коэффициента преобразования прямой цепи регулятора $K_{\text{ПИД}}$, а локальные показатели качества переходного режима (время установления, время регулирования, перерегулирование) определяются постоянными времени инерционных звеньев регулятора (T_1, T_2). Кроме того, проводя коррекцию необходимо учитывать первый порядок астатизма системы управления. Для силовой следящей системы корректирующая обратная связь должна выполнять роль преобразователя угла в напряжение. Построение корректирующей обратной связи должно быть комбинированным: одна часть работает на стабилизацию коэффициента преобразования прямой цепи системы, а вторая — на организацию инерционных звеньев ПИД-регулятора и развязанную перестройку параметров его передаточной функции (коэффициента преобразования $K_{\text{ПИД}}$, постоянной времени T_1 апериодического звена, постоянной времени T_2 дифференцирующего звена первого порядка) [1, 2].

Теоретический анализ

Определим структуру корректирующей обратной связи $K_k(p)$ под эти требования. Передаточная функция корректирующей обратной связи по скорости изменения выходной перемен-

ной (передаточная функция скоростной обратной связи) представляется последовательным соединением усилительного и идеального дифференцирующего звеньев и имеет вид

$$K_K(p) = K_{OC} p. \quad (2)$$

Передаточную функцию $K_2(p)$ аппроксимируем безынерционным ПИ-регулятором

$$K_2(p) = K_2/2. \quad (3)$$

Структурная схема системы с корректирующей обратной связью по скорости изменения выходной переменной представлена на рис. 1.

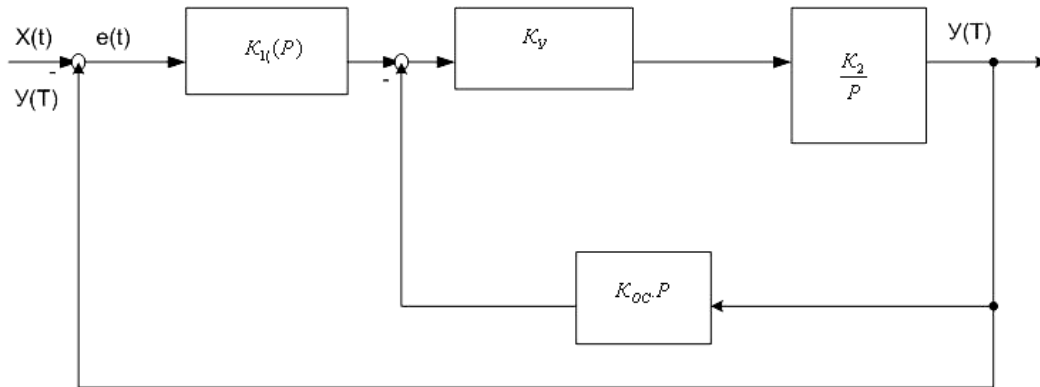


Рис. 1. Структурная схема системы с корректирующей обратной связью по скорости изменения выходной переменной

Передаточная функция локального контура (контура с корректирующей обратной связью по скорости) равна

$$K_o(p) = \frac{K_y K_2}{1 + \frac{K_y K_2 K_{OC} p}{p}}. \quad (4)$$

Поскольку, как правило, коэффициент усиления усилителя сигнала ошибки намного больше единицы $K_y \gg 1$, то, пренебрегая единицей в знаменателе выражения (4), получим

$$K_o(p) \approx \frac{1}{K_{OC} p} \quad (5)$$

Анализ выражения (5) показывает, что скоростная корректирующая обратная связь сохраняет первый порядок астатизма системы и обладает стабилизирующими свойствами. Изменяя коэффициент преобразования обратной связи K_{oc} , можно реализовать настраиваемый коэффициент преобразования САУ. Однако скоростная обратная связь не позволяет реализовать настраиваемое апериодическое звено ПИД-регулятора. Таким образом, основное назначение скоростной корректирующей обратной связи — стабилизация коэффициента преобразования прямой цепи от темы. Поэтому корректирующую обратную связь по скорости называют стабилизирующей обратной связью.

Передаточная функция корректирующей обратной связи по ускорению имеет вид:

$$K_K(p) = K'_{OC} p \quad (6)$$

Передаточную функцию $K_2(p)$ аппроксимируем также безынерционным ПИ-регулятором

$$K_2(p) = K_2/p. \quad (7)$$

Структурная схема системы с корректирующей обратной связью по ускорению изменения выходной переменной представлена на рис. 2.

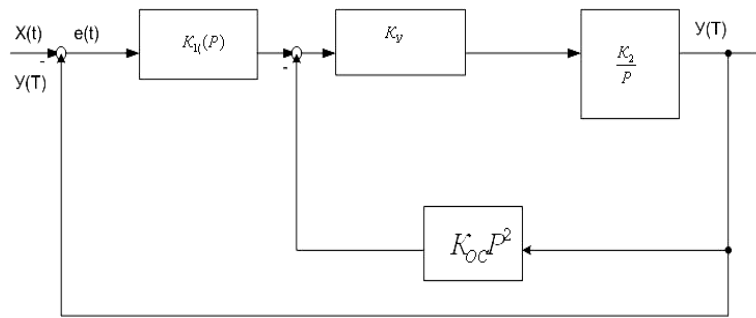


Рис. 2. Структурная схема системы с корректирующей обратной связью по ускорению изменения выходной переменной

Передаточная функция локального контура (контура с корректирующей обратной связью по ускорению) равна

$$K_o(p) = \frac{K_y K_2 / p}{1 + K_y K_2 K_{oc}'' p^2 / p} = \frac{K_y K_2}{p(1 + K_y K_2 K_{oc}'' p)} \quad (8)$$

Обозначим через $T_{oc} = K_y K_2 K_{oc}''$. Тогда передаточная функция локального контура (8) будет иметь вид

$$K_o(p) = \frac{K_y K_2}{P(1 + T_{oc} p)} \quad (9)$$

Настройка постоянной времени апериодического звена T_{oc} осуществляется изменением коэффициента K_{oc} — глубины обратной связи по ускорению. Корректирующая обратная связь по ускорению изменения выходной переменной сохраняет первый порядок астатизма системы. Она позволяет реализовать настраиваемое апериодическое звено, следовательно основное ее назначение — коррекция.

Пример 1. Определить структуру и рассчитать параметры корректирующих обратных связей для силовой следящей системы, структурная схема которой представлена на рис. 3. Параметры передаточных функций функционально-необходимых элементов силовой следящей системы представлены в таблице. В состав функционально-необходимых элементов силовой следящей системы входят сельсинное измерительное устройство (измеритель рассогласований на сельсинах), фазочувствительный выпрямитель, усилитель постоянного тока, электромашинный усилитель, двигатель постоянного тока и понижающий редуктор. Передаточная функция обратной связи обозначена через $K_{oc}(p)$.

Параметры передаточных функций функционально-необходимых элементов силовой следящей системы

$K_{СИЭ}$, В/рад	$K_{фчв}$	$T_{фчв}$, мс	K_v	K_3	T_v	T_{II}	K_d , рад/В с	T_m , с	K_p	K_M , с ⁻¹
500	0,1	5	800	4,26	0,03	2,94	2,94	0,09	$6,2 \cdot 10^{-4}$	310

Обозначим передаточную функцию функционально-необходимых элементов силовой системы, не охваченных обратной связью, через

$$K_1(p) = \frac{K_{СИЭ} K_{фчЭ}}{1 + T_{фчЭ} p} \quad (10)$$

Произведение передаточных функций электромашинного усилителя, двигателя постоянного тока и понижающего редуктора представим в виде

$$K_2(p) = \frac{K_{\Sigma} K_D K_P}{P(1+T_V p)(1+T_{II} p)(1+T_M p)}. \quad (11)$$

Передаточная функция прямой цепи системы (разомкнутой системы) с обратной связью с учетом представлений (10) и (11) равна

$$K(p) = \frac{K_1(p) K_V K_2(p)}{1 + K_V K_2(p) K_{OC}(p)}. \quad (12)$$

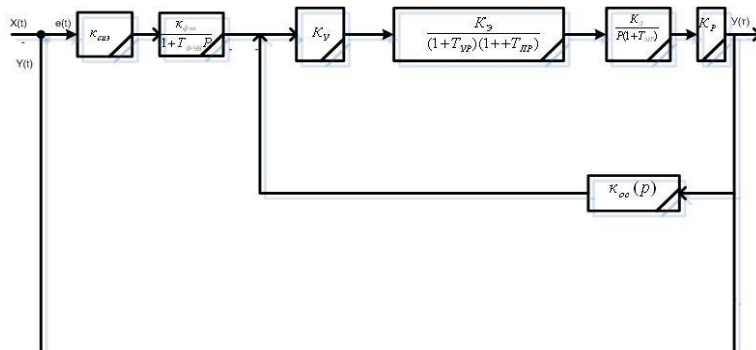


Рис. 3. Структурная схема силовой следящей системы с обратной связью

Поскольку коэффициент усиления усилителя постоянного тока равен $K_V=600$ и намного больше единицы, то, пренебрегая единицей в (6), получим

$$K(p) = K_1(p)/K_{OC}(p). \quad (13)$$

Выберем в качестве желаемого регулятора ПИД-регулятор (3) и, приравняв $K(p)=K_{Ж}(p)$; определим структуру (передаточную функцию) обратной связи

$$K_{OC}(p) = K_1(p)/K_{Ж}(p). \quad (14)$$

или с учетом представлений (7) и (6) получим

$$K_{OC}(p) = \frac{K_{СИЭ} K_{ФЧЭ} p(1+T_{1P})(1+T_{ЭP})}{K_{Ж} (1+T_{ФЧЭ}p)(1+T_{2P})}. \quad (15)$$

Пренебрегая в силу малости постоянными времени $T_{ФЧЭ}$ и T_3 в (15), получим

$$K_{OC}(p) = \frac{K_{СИЭ} K_{ФЧЭ} p(1+T_{1P})}{K_{Ж} (1+T_{2P})}. \quad (16)$$

Раскрыв скобки в числителе выражения (16), получим передаточную функцию корректирующих обратных связей в виде суммы передаточных функций обратных связей по скорости и ускорению изменения выходной переменной

$$K_{OC}(p) = \frac{K_{СИЭ} K_{ФЧЭ} p + K_{СИЭ} K_{ФЧЭ} T_1 p^2}{K_{Ж} (1+T_{2P})}. \quad (17)$$

Или вводя обозначения

$$K_C = \frac{K_{СИЭ} K_{ФЧЭ}}{K_{Ж}}, \quad (18)$$

$$K_K = \frac{K_{СИЭ} K_{ФЧЭ} T_1}{K_{Ж}}. \quad (19)$$

В более удобном виде

$$K_{OC}(p) = \frac{K_C p}{1 + T_{2p}} + \frac{K_K p^2}{1 + T_{2p}}, \quad (20)$$

где K_C и K_K — коэффициенты преобразования стабилизирующей и корректирующей обратных связей соответственно.

Для того чтобы силовая следящая система, состоящая из функционально-необходимых элементов, функционировала как желаемый регулятор (ПИД-регулятор), необходимо нестационарные элементы исходной силовой системы охватить стабилизирующей и корректирующей обратными связями. На практике в цепь стабилизирующей обратной связи апериодическое звено с постоянной времени T_2 не включается, поскольку основное назначение — стабилизирующей обратной связи — стабилизация коэффициента преобразования прямой цепи системы. Структурная схема скорректированной силовой следящей системы представлена на рис. 4.

По структурной схеме скорректированной силовой следящей системы запишем передаточную функцию локального контура, охваченного только стабилизирующей обратной связью,

$$K_O(p) = \frac{K_Y K_{\Delta} K_D K_P}{p(1 + T_Y p)(1 + T_{II} p)(1 + T_M p)} \left/ 1 + \frac{K_Y K_{\Delta} K_D K_O K_C p}{p(1 + T_Y p)(1 + T_{II} p)(1 + T_M p)} \right. \quad (21)$$

Определим параметры стабилизирующей обратной связи с учетом выполнения условия (5). Для этого, пренебрегая инерционными звеньями в силу выполнения условий установившегося режима, из (4) получим передаточную функцию локального контура для данного режима:

$$K'_{O.уст}(p) = K_Y K_{\Delta} K_D K_P / P \cdot 1 + K_Y K_{\Delta} K_D K_P K_C \quad (22)$$

Для того чтобы выполнялись условие (2), необходимо пренебречь единицей в знаменателе (21). При этом должно выполняться условие

$$K_Y K_{\Delta} K_D K_P K_C \gg 1. \quad (23)$$

Допустим, что $K_Y K_{\Delta} K_D K_P K_C = 10$, тогда коэффициент преобразования стабилизирующей обратной связи может быть определен выражением

$$K_C = 10 / K_Y K_{\Delta} K_D K_P. \quad (24)$$

Тогда с учетом коэффициентов преобразования усилителя постоянного тока, электромашинного усилителя, исполнительного двигателя и понижающего редуктора коэффициент преобразования стабилизирующей обратной связи равен:

$$K_C = 10 / K_Y K_{\Delta} K_D K_P = 10 / 800 \cdot 4,26 \cdot 2,94 \cdot 6,2 \cdot 10^{-4} = 1,6 \text{ В} \cdot \text{с/рад}. \quad (25)$$

Определим глубину стабилизирующей обратной связи. Для этого проверим на устойчивость контур стабилизирующей обратной связи с помощью алгебраического критерия устойчивости. Передаточная функция локального контура стабилизирующей обратной связи равна

$$K_O(p) = \frac{K_Y K_{\Delta} K_D K_P}{p(1 + T_Y p)(1 + T_{II} p)(1 + T_M p)} \left/ 1 + \frac{K_Y K_{\Delta} K_D K_O K_C p}{p(1 + T_Y p)(1 + T_{II} p)(1 + T_M p)} \right.,$$

или в более удобном виде

$$K'_{OC}(p) = \frac{K_Y K_{\Delta} K_D K_P}{P(1 + T_Y p)(1 + T_{II} p)(1 + T_M p) + K_Y K_{\Delta} K_D K_P K_C p} \quad (26)$$

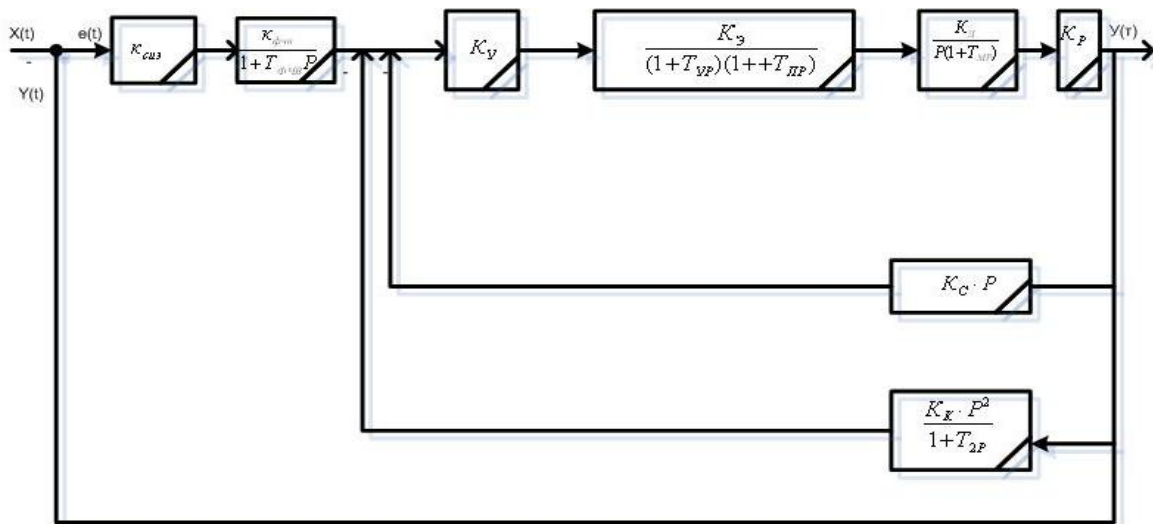


Рис. 4. Структурная схема скорректированной силовой следящей системы

Характеристический полином определяется знаменателем выражения (26) и равен:

$$D(p) = p(1 + T_y p)(1 + T_{II} p)(1 + T_M p) + K_y K_{\text{э}} K_{\text{д}} K_P K_C p,$$

или, раскрыв скобки, получим $D(p) = C_0 + C_1 \cdot p + C_2 \cdot p^2 + C_3 \cdot p^3 + C_4 \cdot p^4$, где C_1 — коэффициенты характеристического полинома.

Коэффициенты C_1 равны: $C_0 = 0$, $C_1 = K_y K_{\text{э}} K_{\text{д}} K_P K_C + 1$, $C_2 = T_{II} + T_y + T_M$, $C_3 = T_y T_{II} + T_{II} T_M + T_y T_{II}$, $C_4 = T_y T_{II} T_M$.

Согласно алгебраическому критерию устойчивости, непрерывная система будет устойчивой, если все коэффициенты характеристического полинома больше нуля ($C_1 > 0$) и для четвертой степени характеристического полинома Π одновременно выполняется неравенство

$$C_3 C_2 C_1 - C_4 C_1^2 - C_4^2 C_0 > 0. \quad (27)$$

Найдем граничное значение коэффициента преобразования стабилизирующей обратной связи K_C ; при котором, замкнутый контур не теряет устойчивость. Для этого рассчитаем коэффициенты C_1 характеристического полинома:

$$C_0 = 0; \quad C_1 = 6,2 K_C + 1; \quad C_2 = 9,3 \cdot 10^{-2}; \quad C_3 = 2,751 t^3; \quad C_4 = 2,58 \cdot 10^{-5}.$$

Подставляя рассчитанные коэффициенты C_1 в выражение (15) и приравняв его к нулю, получим

$$100 K_C^2 - 125 K_C - 23 = 0. \quad (28)$$

Решая квадратное уравнение (16), получаем граничное значение коэффициента $K_{сг}$

$$K_{сг} = 1,4 B \cdot c / \text{рад}. \quad (29)$$

Коэффициент преобразования стабилизирующей обратной связи K_C (13) больше граничного значения коэффициента $K_{сг}$ (17). Для того чтобы контур стабилизирующей связи был устойчивым, необходимо коэффициент преобразования стабилизирующей обратной связи уменьшить. Например, можно принять K_C равным

$$K_C = 1,2 B \cdot c / \text{рад}.$$

Определим коэффициент преобразования корректирующей обратной связи для силовой следящей системы с учетом значений параметров $K_{сиз}$, $K_{фч}$, T_1 и $K_{ж}$. Тогда

$$K_K = \frac{K_{СИЭ} K_{ФЧЭ} T_1}{K_{Ж}} = \frac{500 \cdot 0,1 \cdot 10}{310} = 1,6 B \cdot c^2 / \text{рад} .$$

Таким образом, выражение (20) определяет структуру корректирующих обратных связей для силовой следящей системы, а выражения (22) и (19) позволяют рассчитать коэффициенты преобразования стабилизирующей и корректирующей обратных связей соответственно.[1],[3].

Заключение

Рассмотрена методика синтеза корректирующих обратных связей для высокоточного привода в структуре системы автоматического слежения по направлению. В качестве желаемого управляющего устройства выбран ПИД–регулятор, с параметрами, обеспечивающими требуемые значения динамических и флуктуационных ошибок. С помощью корректирующей обратной связью параметрической передаточная функция прямою цепи привода, составленная из функционально-необходимых элементов, приближаются к желаемой. Исследованы свойства корректирующих обратных связей. Показано, что синтезированной локально- контурную ПИД–регулятор обладает робастностью по отношению к неконтролируемым изменениям коэффициента преобразования исполнительную части привода, содержащую усилитель мощности двигатель.

Робастность обеспечивается корректирующей обратной связью "по скорости" изменения оценки угловою координаты.

ROBUST POWER CORRECTION HIGH-PRECISION WATCHING SYSTEM

N.T. AHMED

Abstract

The properties of corrective feedback in accordance with the requirements of the correction on the example of the power servo systems. The structure of corrective feedback for the force tracking system and methods of calculating the transformation coefficients of stabilizing and corrective feedback.

Литература

1. Ганэ В. А., Мацкевич А.Н. Аналитические методы повышения качества управления. Минск, 2003.
2. Никифоров В. О. Адаптивное и робастное управление с компенсацией возмущений. СПб., 2003.
3. Егунов Н.Д., Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления. Синтез регуляторов систем автоматического управления. В 5 т. Т. 2., Т. 3.